

【特許請求の範囲】

【請求項1】操舵機構を補助操舵する電動モータと、前記電動モータを通電駆動するモータ駆動手段と、前記操舵機構における操舵トルクを検出する操舵トルク検出手段と、前記操舵トルク検出手段にて検出した操舵トルクに基づいて、前記モータ駆動手段に対する駆動指令値を算出する指令値算出手段と、を備えた電動パワーステアリング用電動モータの制御装置であって、さらに、前記電動モータに流れる電流を検出するモータ電流検出手段を備え、前記指令値算出手段は、前記操舵トルク検出手段にて検出した操舵トルクに基づいて、前記電動モータに対する目標モータ電流をデジタル値で算出する目標モータ電流算出手段と、前記モータ電流検出手段によって検出された値をマイクロコンピュータで処理可能なデジタルデータに変換するAD変換手段と、前記電動モータに流れる電流（実モータ電流）が前記目標モータ電流に一致するように、前記モータ駆動手段に対する駆動指令値を、前記AD変換手段によってデジタルデータに変換された電流検出値と前記目標モータ電流値とに基づき、所定の時間間隔ごとにマイクロコンピュータによって演算する演算手段と、を備えることを特徴とする電動パワーステアリング用電動モータの制御装置。

【請求項2】請求項1記載の電動パワーステアリング用電動モータの制御装置において、前記演算手段が、前記目標モータ電流と実モータ電流との偏差を演算し、その演算された電流偏差に基づき、前記モータ駆動手段に対するフィードバック駆動指令値を演算することを特徴とする電動パワーステアリング用電動モータの制御装置。

【請求項3】請求項2記載の電動パワーステアリング用電動モータの制御装置において、前記演算手段が、前記電動モータの印可電圧に対する電流の応答を1次遅れとして近似したときのカットオフ周波数より高域の周波数成分を除去するデジタルフィルタ処理を実行することを特徴とする電動パワーステアリング用電動モータの制御装置。

【請求項4】請求項3記載の電動パワーステアリング用電動モータの制御装置において、前記演算手段が、前記カットオフ周波数より高域の周波数成分を除去する要素を持つ伝達関数を用いて前記フィードバック駆動指令値を演算することにより、前記デジタルフィルタ処理を実現することを特徴とする電動パワーステアリング用電動モータの制御装置。

【請求項5】請求項4記載の電動パワーステアリング用電動モータの制御装置において、

前記演算手段が、前記カットオフ周波数より高域の周波数成分を除去する要素として遅れ要素を持つ伝達関数を用いていることを特徴とする電動パワーステアリング用電動モータの制御装置。

【請求項6】請求項4記載の電動パワーステアリング用電動モータの制御装置において、前記演算手段が、前記カットオフ周波数より高域の周波数成分を除去する要素として、前記目標モータ電流と実モータ電流の偏差を積分する要素を持つ伝達関数を用いていることを特徴とする電動パワーステアリング用電動モータの制御装置。

【請求項7】請求項6記載の電動パワーステアリング用電動モータの制御装置において、前記演算手段は、演算されたフィードバック駆動指令値が最大であっても、前記実モータ電流が前記目標モータ電流に達しない場合には、前記偏差積分を増大させる方向の積分動作を停止することを特徴とする電動パワーステアリング用電動モータの制御装置。

【請求項8】請求項2～7のいずれか記載の電動パワーステアリング用電動モータの制御装置において、前記演算手段は、前記目標モータ電流に基づいて前記モータ駆動手段に対するフィードフォワード駆動指令値を演算し、前記フィードバック駆動指令値と加算して、前記モータ駆動手段に対する最終的な駆動指令値とすることを特徴とする電動パワーステアリング用電動モータの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、運転者の操舵力軽減及び操舵フィーリングの向上に資する車両の電動パワーステアリングに用いられる電動モータの制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】電動式のパワーステアリングにおいては、操舵系のねじりトルクを検出するねじりトルクセンサの出力信号に基づいて算出したアシスト信号に応じ、電動モータの回転方向や回転トルクを制御することで、運転者の操舵負荷を軽減している。例えば特公平6-24942に開示された電動パワーステアリングにおいては、必要な回転トルクを発生させるために、実モータ電流を所定の電流値に一致させる制御を行い、応答性に優れた電動パワーステアリングを構成するとしている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述した実モータ電流を所定の電流値に一致させる制御を行う装置として演算増幅器等を用いたアナログ回路によるフィードバック制御が用いられており、回路が複雑で高価になっていた。

【0004】本発明は、上記事情に鑑み、複雑で高価な

アナログ回路を用いることなく、電動パワーステアリングとして十分な性能を発揮させることのできる電動モータ制御装置を提供することを目的とする。

【0005】

【課題を解決するための手段及び発明の効果】上記目的達成のためになされた請求項1に記載の電動パワーステアリング用電動モータの制御装置は、操舵トルク検出手段によって検出した操舵機構における操舵トルクに基づいて指令値算出手段が駆動指令値を算出し、その算出された駆動指令値に基づいてモータ駆動手段が、操舵機構

を補助操舵するための電動モータを通電駆動する。
【0006】ここで、モータ電流検出手段は電動モータに流れる電流を検出し、その検出された値はAD変換手段によってマイクロコンピュータで処理可能なデジタルデータに変換される。一方、目標モータ電流算出手段は、操舵トルク検出手段にて検出した操舵トルクに基づいて、前記電動モータに対する目標モータ電流をデジタルデータとして算出する。そして、演算手段が、電動モータに流れる電流（実モータ電流）が目標モータ電流に一致するように、モータ駆動手段に対する駆動指令値を、AD変換手段によってデジタルデータに変換された電流検出値と目標モータ電流値とに基づき、所定の時間間隔ごとにマイクロコンピュータによって演算する。

【0007】したがって、この電動モータの制御装置によれば、複雑で高価なアナログ回路を用いることなく、電動モータの制御を行うことができる。そして、このアナログ回路を用いないでも済むことは次の効果につながる。つまり、アナログ回路を構成する場合には、例えばコンデンサ等の個体間のバラツキがあるような部品を必要とするため完成品としての装置の性能等にもバラツキが発生し得るので、その調整作業が面倒である。本発明の制御装置のように構成すれば、このようなバラツキが発生せず、調整作業が不要となる。また、アナログ回路を用いた場合には、電動パワーステアリングを搭載する対象物の種類に対応したアナログ回路を設定・製作する必要がある。例えば軽車両向けと大型車向けの電動パワーステアリング用の電動モータでは使用する電流等の違いに対応する必要がある。本発明の制御装置のように構成すれば、このような搭載対象の種類に応じてプログラムを変更するだけでよく、ハード構成を共通化できる。

【0008】なお、電動モータの制御に際しては、請求項2に示すように、演算手段が、目標モータ電流と実モータ電流との偏差を演算し、その演算された電流偏差に基づき、モータ駆動手段に対するフィードバック駆動指令値を演算することが考えられる。そして、その算出されたフィードバック駆動指令値に基づいて、モータ駆動手段が電動モータを通電駆動する。このようにすれば、高精度のモータ制御を実現できる。特に電動パワーステアリングに用いることが前提であるため、熱等の環境変化や経年変化を考慮してフィードバック制御をすること

が好ましいと考えられる。また、大量生産する場合は、出荷前に精密な調整作業を施しておくことは現実的に難しいため、特に大量生産を前提とした車両に搭載する電動パワーステアリング用という観点からは、フィードバック制御によって対応する方が好ましいと言える。

【0009】ところで、マイクロコンピュータにて実モータ電流を所定の電流値に一致させる制御を行うには、演算の負荷量から考えて、制御周期（サンプリング時間）は1ms程度以上であることが望ましい。これに対して、標準的に行われるデジタル制御器の設計手法は、所望の性能を持つアナログフィードバック制御器の伝達関数を双一次変換して、デジタル制御則を導出し、それをマイクロコンピュータにて演算させる手法である。この手法により、実モータ電流を所定の電流値に一致させる制御を行うには、制御周期は200マイクロ秒（ μ s）程度以下である必要があることが本出願人によって確かめられている。これより遅い制御周期で制御を行うと、実モータ電流が振動的になり、操舵フィーリングが悪化するという不具合がある。これは、以下の理由による。

【0010】デジタル制御系においては、各サンプリング間では、モータ駆動回路に対する指令値は一定の値をとる。いわゆるゼロオーダーホールド（零次ホールド）である。制御周期が遅くなるに連れ、実モータ電流が振動的になるのは、通常、電動パワーステアリングに用いられる電動モータの時定数（＝インダクタンス（L）／抵抗値（R））が数ms程度であるのに対し、制御周期が1msに近づいてくると、このゼロオーダーホールドの影響が無視できなくなるためである。

【0011】そこで、請求項3に示す制御装置においては、ゼロオーダーホールドの影響を小さくし、非振動的な電流制御系を実現するために次のような構成を採用した。すなわち、上述したフィードバック駆動指令値を演算する演算手段が、電動モータの印可電圧に対する電流の応答を1次遅れとして近似したときのカットオフ周波数（＝抵抗値（R）／インダクタンス（L））より高域の周波数成分を除去するフィルタ処理を実行するように構成したのである。このように、カットオフ周波数より高域の周波数成分を除去することで、フィードバック制御器の制御帯域をアナログフィードバック制御器の帯域より低周波側に狭くすることができる。これにより、ゼロオーダーホールドの影響を小さくし、非振動的な電流制御系を実現することができる。

【0012】このような構成にすると、実モータ電流の応答が一般にアナログフィードバック制御器に比べ遅くなるが、この影響が電動パワーステアリングのモータ電流制御において、問題とならないのは、次の理由からである。すなわち、①本発明が対象として電動パワーステアリングの電動モータ制御の制御帯域は、工作機械等のサーボシステムとは異なり、100Hz程度あれば、実

用上十分であること、②電動パワーステアリングに一般的に使用されるモータのカットオフ周波数は数百Hzであるので、モータのカットオフ周波数以上の高周波帯域を除去しても、実用上十分な電動モータ制御の制御帯域が得られる、という本出願人の知見に基づく。

【0013】なお、上述したように、高域周波数成分を除去するフィルタ処理を実行する演算手段を構成する場合、次のようにすることができる。つまり、請求項4に示すように、カットオフ周波数より高域の周波数成分を除去する要素を持つ伝達関数を用いてフィードバック駆動指令値を演算するのである。この場合、請求項5に示すように遅れ要素（1次遅れ要素、2次遅れ要素等）を持つ伝達関数を用いて実現してもよいし、請求項6に示すように、目標モータ電流と実モータ電流の偏差を積分する要素を持つ伝達関数を用いて実現してもよい。

【0014】この内、積分要素を持つ伝達関数を用いて演算手段を構成すると、目標モータ電流がステップ状に変化したときの定常偏差をなくすることができるのであるが、請求項7に示すように、演算されたフィードバック駆動指令値が最大であっても、実モータ電流が前記目標モータ電流に達しない場合には、偏差積分を増大させる方向の積分動作を停止することが好ましい。これは次の理由からである。

【0015】例えば電動パワーステアリングにおいて急操舵をするような場合を考える。偏差積分動作を停止しない場合には、次のような不都合が生じる。つまり、電動モータとしてDCモータが使用されている場合には、モータ回転数に比例した逆起電力が発生する。そして、急操舵をするような場合には、逆起電力は大きな値となるので、例えばPWMで駆動指令値を出力する場合には、PWMデューティが100%であっても、なお実モータ電流が目標モータ電流よりも低い状態が存在する（図14中のA-B間参照）。PWMデューティ値は、偏差の積分値と偏差の線形結合値として与えられるが、図14中のD-E間では100%にリミットされる。このような場合に、目標モータ電流と実モータ電流の偏差を積分する機能が動作していると、偏差の積分値図14中のD→Eの経路を辿ることとなる。図14中のB点においては逆起電力の影響が減り、実モータ電流が目標モータ電流に追いついていても、偏差積分は図14中のE→Fの経路を辿るので、PWMデューティは100%のままである。この結果、図14中のB-C間では実モータ電流のオーバーシュートが発生するため、操舵感が悪化する。

【0016】これに対して、請求項7に示すように偏差積分動作を停止する場合には、PWMデューティが100%に達した図14中のD点で、偏差積分を増大させる方向の積分動作が停止するため、偏差積分値は図14中のD-Gの経路を辿る。そのため、図14中のB点では、逆起電力の影響が減り、実モータ電流が目標モータ

電流に追いつくと、偏差積分は、図14中のG→Hの経路を辿るので、PWMデューティは直ちに減少し始め、実モータ電流のオーバーシュートが発生せず、良好な操舵感が得られる。

【0017】また、請求項8に示すように、請求項2～7のいずれか記載の電動パワーステアリング用電動モータの制御装置において、演算手段が、目標モータ電流に基づいてモータ駆動手段に対するフィードフォワード駆動指令値を演算し、フィードバック駆動指令値と加算して、前記モータ駆動手段に対する最終的な駆動指令値とするようにしてもよい。このようにすれば、モータ電流の定常偏差の低減、電流立ち上がりの応答改善を図ることができ、操舵フィーリングをさらに向上させることとなる。

【0018】

【発明の実施の形態】以下、本発明が適用された実施例について図面を用いて説明する。なお、本発明の実施の形態は、下記の実施例に何ら限定されることなく、本発明の技術的範囲に属する限り、種々の形態を採り得ることは言うまでもない。

【0019】〔第1実施例〕図1は、上述した発明が適用された実施例の電動パワーステアリング制御装置を中心とする車両構成図である。車両運転者によって操舵されるハンドル（ステアリングホイール）11には、シャフト（ステアリングシャフト）12が連結されており、シャフト12には、「操舵機構」に相当するラック13及びピニオンギヤ14が連結されている。ハンドル11の操舵に応じてシャフト12が回転すると、そのシャフト12の回転角度がラック13の移動量となる。ラック13の両端にはタイロッド15が設けられており、そのタイロッド15によってタイヤ16を左右に操舵する。

【0020】シャフト12には、「操舵トルク検出手段」に相当する操舵トルクセンサ21及び操舵角センサ24が設けられており、操舵トルクセンサ21からは車両運転者がハンドルを操舵する際に生じるトルクに応じた信号（操舵トルク信号）が出力され、操舵角センサ24からハンドルを操舵する際に生じる操舵角が出力される。

【0021】操舵トルクセンサ21及び操舵角センサ24と、ラック13及びピニオンギヤ14との間には、減速機22を介して電動モータ23が取り付けられている。なお、減速機22はウォーム及びウォームホイールから構成される周知のものである。電動モータ23に通電して駆動させれば、ハンドル11を回転させる際の力が軽減されることとなる。

【0022】また、電動モータ23にはモータ回転角センサ25及びモータ電流センサ27が設けられており、この電動モータ23への通電制御を実行するECU30は、上述した操舵トルクセンサ21からの操舵トルク信号、操舵角センサ24からの操舵角、モータ回転角セン

サ25からのモータ回転角、モータ電流センサ27からのモータ電流、及び車両の速度を検出する車速センサ50からの車速信号に基づいて、電動モータ23に通電する電流を制御する。

【0023】続いて、ECU30の内部構成について、図2の処理ブロック図を参照して説明する。操舵トルクセンサ21から出力された信号に基づいて電動モータ制御の演算をデジタルで行うため、ECU30内部では、まず、その検出信号をアナログ回路によるローパスフィルタ(LPF)31に通し、その後マイクロコンピュータ33内に設けられたA/D変換器34によってA/D変換してから、CPU35へ取り込む。ここで、LPF31はA/D変換時のエリアシングノイズを除去するために、ナイキスト周波数(サンプリング周波数の1/2)以下の遮断周波数をもつフィルタとして構成されている。

【0024】同様に、モータ電流センサ27から出力された信号も、LPF32に通した後に、マイクロコンピュータ33内のA/D変換器34によってデジタルデータ化されてからCPU35へ取り込まれる。一方、車速センサ50の信号は、一般に車速に応じてパルスの周波数が変化する信号である。この信号はECU30内部の波形整形部38にて波形整形されて、CPU35のポートに入力される。CPU35が、車速パルスの周期を計測することで車速に応じた信号を得る。同様に、モータ回転角センサ25及び操舵角センサ24からの信号も、それぞれ対応して設けられた波形整形部39、40を経て、CPU35のポートに入力される。

【0025】マイクロコンピュータ33は、駆動回路36に対して、PWM(パルス幅変調)デューティを出力する。駆動回路36はこのPWM信号に基づいて、電動モータ23の電流が追従するようパワートランジスタ37のスイッチングを行う。次に、本第1実施例の電動パワーステアリング制御装置の制御演算ブロック(図3)及び制御演算ブロックに対応する制御フローチャート(図4)を参照して、動作説明を行う。なお、図4のフローチャートに示す演算は、所定の制御周期ごとにマイクロコンピュータ33内で実行されるものである。

【0026】まず最初のstep10では、操舵トルクセンサ21からの検出信号(操舵トルク信号)がA/D変換器34によってデジタルデータに変換され、CPU35に取り込まれる。続くstep20~step50は、図3の制御演算ブロックにおける目標モータトルク演算に相当する。まず、step20では、操舵トルクデータに基づいて基本アシストトルクを演算する。続くstep30では、車速が増加するにつれてアシストトルクが減少するように、基本アシストトルクを補正する。

【0027】step40では、モータ回転角及び操舵角度に基づき、ハンドルの戻りをよくするためのアシストトルクの補正を行う。そして、step50では、ハンドルを

戻した時の収斂をよくするために、モータ回転角速度及び操舵角速度に基づき、アシストトルクの補正を行う。こうして得られたものが目標モータトルクとなる。

【0028】続くstep60では、上述したstep20~step50で演算された目標モータトルクに対応するモータ電流を演算する。そして、step70では、モータ電流信号がA/D変換され、デジタルデータとなってCPU35に取り込まれる。続くstep80では、実モータ電流値と目標モータ電流値とに基づき、駆動回路に対する指令値(PWMデューティ値)を演算する。そして、最後のstep90では、その演算されたPWMデューティ値を駆動回路36に出力し、モータ電流の制御を行う。

【0029】なお、上述したように、駆動回路36はこのPWM信号に基づいて、電動モータ23の電流が追従するようパワートランジスタ37のスイッチングを行う。このように、本第1実施例の電動パワーステアリング制御装置によれば、モータ電流センサ27によって検出された実モータ電流を、AD変換器34にてデジタルデータに変換してCPU35に取り込み、この実モータ電流と目標電流値に基づき、モータ駆動回路36に対する指令値をCPU35によって演算する。これによって、複雑で高価なアナログ回路を用いることなく、モータ電流の制御を行うことができる。

【0030】そして、このようにアナログ回路を用いなくても済むことは次の効果につながる。つまり、アナログ回路を構成する場合には、例えばコンデンサ等の個体間のバラツキがあるような部品を必要とするため完成品としての装置の性能等にもバラツキが発生し得るので、その調整作業が面倒である。本実施例のように構成すれば、このようなバラツキが発生せず、調整作業が不要となる。また、アナログ回路を用いた場合には、電動パワーステアリングを搭載する対象物の種類に対応したアナログ回路を設定・製作する必要がある。例えば軽車両向けと大型車向けの電動パワーステアリング用の電動モータ23では使用する電流等の違いに対応する必要がある。本実施例のように構成すれば、このような搭載対象の種類に応じてプログラムを変更するだけでよく、ハード構成を共通化できる。

【0031】[第2実施例] 第2実施例は、前記電動モータ23に対する駆動指令値として、フィードバック駆動指令値を演算するようにものである。本第2実施例の電動パワーステアリング制御装置の制御演算ブロック(図5)及び制御演算ブロックに対応する制御フローチャート(図6)を参照して、動作説明を行う。なお、図6のフローチャートに示す演算は、所定の制御周期ごとにマイクロコンピュータ33内で実行されるものである。また、上述した第1実施例の場合の電動パワーステアリング制御装置を中心に示す車両構成(図1)及びECU30の内部構成を示す処理ブロック図(図2)は、この第2実施例の場合も同様であるので重複説明はしな

い。

【0032】図6のフローチャートにおけるstep110～170及びstep190は、第1実施例の場合の図4に示したstep10～70及びstep90と同じ内容であるので説明は省略し、step180及びstep185についてのみ説明する。step180では、目標モータ電流と実モータ電流の差（電流偏差）を演算する。そして、続くstep185では、下記の〔式1〕に示す漸化式に従って、PWMデューティ値 $d(n)$ を演算する。

【0033】
〔数1〕

$$d(n) = \sum_{k=1}^{n-1} a(k)d(k) + \sum_{k=2}^n b(k)e(k) \quad \dots \dots \text{〔式1〕}$$

【0034】ここで、 $d(k)$ は第 k 周期のPWMデューティ値、 $e(k)$ は第 k 周期の電流偏差であり、 $a(k)$ 、 $b(k)$ は予め決められた定数である。その後、上記演算によって得たPWMデューティ値 $d(n)$ に上下限リミット処理を施して、最終的なPWMデューティ値とする。step190では、その最終的なPWMデューティ値を駆動回路36に出力してモータ電流の制御を行う。

【0035】このように、本第2実施例の場合には、電流偏差に基づいてフィードバック駆動指令値を演算し、そのフィードバック駆動指令値に基づいて電動モータ23を通電駆動しているため、高精度のモータ制御を実現できる。特に電動パワーステアリングに用いることが前提であるため、熱等の環境変化や経年変化を考慮してフィードバック制御をすることが好ましいと考えられる。また、大量生産する場合は、出荷前に精密な調整作業を施しておくことは現実的に難しいため、特に大量生産を前提とした車両に搭載する電動パワーステアリング用という観点からは、フィードバック制御によって対応する方が好ましいと言える。

【0036】〔第3実施例〕ところで、マイクロコンピュータ33にて実モータ電流を所定の電流値に一致させる制御を行うには、演算の負荷量から考えて、制御周期は1ms程度以上であることが望ましい。これに対して、標準的に行われるデジタル制御器の設計手法は、所望の性能を持つアナログフィードバック制御器の伝達関数を双一次変換して、デジタル制御則を導出し、それをマイクロコンピュータにて演算させる手法である。この手法により、実モータ電流を所定の電流値に一致させる制御を行うには、制御周期は200マイクロ秒(μ s)程度以下である必要がある。これより遅い制御周期で制御を行うと、実モータ電流が振動的になり、操舵フィーリングが悪化するという不具合がある。これは、電動パワーステアリングに用いられる電動モータの時定数(=インダクタンス(L)/抵抗値(R))が通常は数ms程度であるのに対し、制御周期が1msに近づくと、ゼロオーダーホールドの影響が無視できなくなるためである。

【0037】本第3実施例は、ゼロオーダーホールドの影響を小さくし、非振動的な電流制御系を実現するための実施例である。

10※〔第3実施例の第1態様〕図7に示す制御演算ブロックは、上述した第2実施例の説明のために用いた図5の制御演算ブロック中の「モータ電流フィードバックループ」に相当する部分を取り出したものである。図7に示す $Cd(z)$ は、上記〔式1〕に対応するパルス伝達関数であり、 z は遅延演算子を示す。また、 ZOH はゼロオーダーホールドであり、 $P(s)$ は電動モータ23と駆動回路部分(モータ駆動回路36、パワートランジスタ37)を表す連続時間の伝達関数で、 s はラプラス演算子である。

20【0038】本第1態様では、図7の制御演算ブロック中のモータ電流フィードバック制御器が、カットオフ周波数(=抵抗値(R)/インダクタンス(L))よりも高域の周波数成分を除去するフィルタ処理機能を有することを特徴としている。これは、制御周期(サンプリング時間)が、電動モータ23の時定数(L/R)に比べ無視できない大きさになった場合に特に効果がある。

【0039】そのモータ電流フィードバック制御器の構成に関して、パルス伝達関数 $Cd(z)$ の構成につき、実例を上げて具体的に説明する。電動モータ23として、インダクタンス(L)=83.45 μ H、抵抗(R)=53.95m Ω のDCモータを想定し、それに対して、図7に示すようなモータ電流フィードバック制御系を構成した場合を考える。なお、制御周期を1msとする。この場合のモータ時定数はL/R=1.5msとなり、制御周期1msが無視できない大きさとなる。

【0040】このように制御対象の時定数に比べて制御周期が無視できない場合に、ゼロオーダーホールドの影響を考慮する手法として、例えば文献「デジタル制御理論入門」(荒木光彦著、朝倉書店、P137～P139)に記載の公知技術がある。以下、その要点を述べる。

【0041】図8において、 $Fd(z)$ はフィードバック制御器のパルス伝達関数、 ZOH はゼロオーダーホールド、 $Gc(s)$ は制御対象の連続時間伝達関数を示す。この図8に示すようなデジタル制御器において、連続時間の制御系を制御する場合の安定性を論じるのに、まず、下記の〔式2〕で示す $Gd(z)$ を考え、

【0042】

〔数2〕

$$G_d(z) = Z \left[\frac{1 - e^{-tsmp \cdot s}}{s} \times G_c(s) \right] \cdots \cdots \text{【式2】}$$

(Z [] は z 変換記号, tsmp はサンプリング時間)

【0043】さらに、下記の【式3】で示すwを導入し * 【0044】
て、 * 【数3】

$$W = \frac{1}{tsmp} \times \frac{z-1}{z+1} \cdots \cdots \text{【式3】}$$

【0045】連続時間伝達関数Gc(w)を下記の【式 * 【0046】
4】のように表す。 * 【数4】

$$G_c(w) = G_d \left(\frac{\frac{2}{tsmp} + w}{\frac{2}{tsmp} - w} \right) \cdots \cdots \text{【式4】}$$

【0047】この連続時間伝達関数Gc(w)で表わさ 20★系を構成したときの安定余裕と一致する。これが上記文
れた制御対象に対して、図9に示すような制御系を構成 献に記載された公知技術の内容である。

する。連続時間伝達関数Fc(w)で表わされた制御器
によって実現される安定余裕は、下記【式5】のように
定義される連続時間伝達関数Fd(z)にて図8の制御★

【0048】
【数5】

$$F_d(z) = F_c \left(\frac{2}{tsmp} \times \frac{z-1}{z+1} \right) \cdots \cdots \text{【式5】}$$

【0049】すなわち、図8に示すゼロオーダーホール
ド(ZOH)を含む制御系に対し、ゼロオーダーホール
ドを考慮して所望の安定の安定余裕を持つデジタル制御
器を得るには、まず図9に示す制御系において所望の安
定の安定余裕をもつように連続時間伝達関数Fc(w)
を構成し、その後、上記【式5】にしたがって連続時間
伝達関数Fd(z)を構成すれば良い。

【0050】ただし、特定の制御対象に対して適切な連
続時間伝達関数Fc(w)を如何に構成するかは、公知☆

☆の技術ではない。本第1態様では、このような公知技術
を前提としながら、特定の制御対象として電動パワース
テアリング用の電動モータ23を考え、この電動モータ
23に対する適切な連続時間伝達関数Fc(w)を構成
したものである。

【0051】実例として取り上げたDCモータ(L=8
3.45μH, R=53.95mΩ)の、等価的な印加
電圧からモータ電流までの伝達関数P(s)は、下記の
【式6】に示すようになる。

$$P(s) = 1 / (L \cdot s + R) \cdots \text{【式6】}$$

上記【式2】、【式3】、【式4】にしたがって、伝達
関数P(s)に対し、図9に示したGc(w)に相当す * 【0052】

る連続時間伝達関数Pc(w)を求めると、下記の【式◆40 * 【数6】

$$P_c(w) = K \times \frac{-(1-P)w + (1-P) \left(\frac{2}{tsmp} \right)}{(1+P)w + (1-P) \left(\frac{2}{tsmp} \right)} \cdots \cdots \text{【式7】}$$

$$\left(K = \frac{1}{R}, P = \exp \left[-\frac{R}{L} \cdot tsmp \right] \right)$$

【0053】この連続時間伝達関数Pc(w)のボード * であつたP(s)がゼロオーダーホールドを考慮する
線図を図10中に(A)で示す。図10より、1次遅れ*50 と、厳密にはPc(w)についてのゲイン交差周波数は

定義できないが、位相の変化を見た場合、高周波側で位相が180度遅れて位相余裕の少ない系になっていることが判る。

【0054】本第1態様では、この制御対象に対し、図*

$$F_c(w) = F_{c1}(w) \times F_{c2}(w) \dots\dots\dots \text{【式8】}$$

$$F_{c1}(w) = \frac{1}{t_1 \times w + 1} \dots\dots\dots \text{【式9】}$$

($t_1=0.02$)

$$F_{c2}(w) = t_2 \times w + 1 \dots\dots\dots \text{【式10】}$$

($t_2=0.0014$)

【0056】そのボード線図を図10中に(B)で示す。この内、伝達関数 $F_{c1}(w)$ は、モータ電流フィードバック制御器がカットオフ周波数(R/L)よりも高域の周波数成分を除去する要素として1次遅れを用いている。図10中に(c)で示した一巡伝達関数 $F_c(w) \times P_c(w)$ のボード線図から判るように、 $F_{c1}(w)$ の効果で、一巡伝達関数 $F_c(w) \times P_c(w)$ の

(w)のカットオフ周波数が低域に移動し、安定余裕が※

$$C_d(z) = \frac{0.0941 - 0.0453z^{-1}}{1 - 0.9512z^{-1}} \dots\dots\dots \text{【式11】}$$

【0059】このパルス伝達関数 $C_d(z)$ を用いて、制御周期1msにて上述したDCモータ($L=83.45\mu H$, $R=53.95m\Omega$)の電流フィードバック制御を行なった例として、目標電流を0Aから10Aにステップ状に変化させた時の応答波形を図11中に(A)で示す。なお、図11中の(B)は、高域周波数成分の除去要素なしで単純な比例制御を行った場合の応答波形である。図11中の(A)が(B)に比べて、応答が非振動的で且つ定常偏差も小さいことが判る。

【0060】【第3実施例の第2態様】上述の第1態様では遅れ要素を用いたが、この第2態様では積分要素を用いる。つまり、図9中に示した連続時間伝達関数 $F_c(w)$ に代えて、下記の【式12】に示すものを用いる。

【0061】

【数9】

$$F_c(w) = \frac{0.075w + 50}{w} \dots\dots\dots \text{【式12】}$$

【0062】その場合のボード線図を図12中に(B)で示す。この【式12】で示される連続時間伝達関数 $F_c(w)$ は、モータ電流フィードバック制御器がカットオフ周波数(L/R)より高域の周波数成分を除去する要素として、積分要素が用いられている。図12中に(C)で示した一巡伝達関数 $F_c(w) \times P_c(w)$ のボード線図から判るように、連続時間伝達関数 $F_c(w)$ の効果で、一巡伝達関数 $F_c(w) \times P_c(w)$ のカットオフ周波数が低域に移動し、安定余裕が増して★50

*9の $F_c(w)$ にあたる制御器として下記の【式8】、【式9】、【式10】で示す伝達関数を用いている。

【0055】

【数7】

※増していることが判る。また、 $F_{c2}(w)$ は $F_{c1}(w)$ による位相遅れを減らす効果がある。

【0057】ここで、上記【式5】にしたがって、図7におけるモータ電流フィードバック制御器のパルス伝達関数 $C_d(z)$ を求めると、下記【式11】に示すようになる。

【0058】

【数8】

★いることが判る。

【0063】また、この【式12】で示される連続時間伝達関数 $F_c(w)$ を用いて上記【式5】で定義される連続時間伝達関数 $F_d(z)$ を求め、それにしたがって、図7におけるモータ電流フィードバック制御器のパルス伝達関数 $C_d(z)$ を求めると、下記【式13】に示すようになる。

【0064】

【数10】

$$C_d(z) = \frac{0.1 - 0.05z^{-1}}{1 - z^{-1}} \dots\dots\dots \text{【式13】}$$

【0065】このパルス伝達関数 $C_d(z)$ を用いて、制御周期1msにて上述したDCモータ($L=83.45\mu H$, $R=53.95m\Omega$)の電流フィードバック制御を行なった例として、目標電流を0Aから10Aにステップ状に変化させた時の応答波形を図13中に(A)で示す。

【0066】この場合も、図11中に(A)で示した「遅れ要素を用いた場合」と同様に、非振動的な応答であることが判る。そして、この場合には、積分要素の効果によって、定常偏差が0となっていることも判る。なお、上述した遅れ要素を用いた第1態様(式8に示す伝達関数参照)及び積分要素を用いた第2態様(式12に示す伝達関数参照)いずれの場合も、遅いサンプリング時間で、非振動的な電流応答を実現するために、電動モータ23のカットオフ周波数より高域の周波数成分を除

去する要素を有していることが本質的に寄与している。

【0067】[第2態様の場合の工夫]・ところで、この第2態様のように積分要素を用いる場合には、次の点を考慮すると、演算されたフィードバック駆動指令値が最大であっても、実モータ電流が目標モータ電流に達しない場合には、偏差積分を増大させる方向の積分動作を停止することが好ましい。これは次の理由からである。

【0068】電動パワーステアリングにおいて急操舵をするような状況で偏差積分動作を停止しない場合には、次のような不都合が生じる、つまり、DCモータが使用された電動モータ23のモータ回転数に比例した逆起電力が発生し、急操舵するような場合には、逆起電力は大きな値となるので、PWMデューティが100%であっても、なお実モータ電流が目標モータ電流よりも低い状態が存在する(図14中のA-B間参照)。PWMデューティ値は、偏差の積分値と偏差の線形結合値として与えられるが、図14中のD-E間では100%にリミッ*

$$Cd(z) = \frac{0.1 - 0.05z^{-1}}{1 - z^{-1}} = 0.05 + \frac{0.05}{1 - z^{-1}}$$

..... (式14)

【0071】すなわち、偏差比例に対応する部分[0.05]と、偏差積分に対応する部分[0.05/(1-Z⁻¹)]とに分けられる。この偏差比例対応部分と偏差積分対応部分それぞれについての演算が図15においてなされる。図15のフローチャートにおけるstep110~180及びstep190は、第2実施例の場合の図6に示した内容と同じであり、図6におけるstep185に代えて、step181~step184を実行する点が異なるだけである。そこで、主にその部分を説明する。

【0072】step180で目標モータ電流と実モータ電流の差(電流偏差)を演算した後、続くstep181では、前周期のPWMデューティ値が最大値となっているか否かがチェック(飽和チェック)される。そのチェック結果に応じて、step182でのPWMデューティ値d(n)の偏差積分演算は変わってくる。

【0073】すなわち、step182では、前周期のPWMデューティ値が最大値となっている場合は、積分値が増加する方向の積分演算(上記[式14]に示した偏差積分対応部分[0.05/(1-Z⁻¹)])は行わない。なお、積分値が減少する方向の積分演算は行う。一方、前周期のPWMデューティ値が最大値となっていない場合には、そのまま積分演算([式14]中の偏差積分対応部分)を行う。

【0074】続くstep183では、[式14]に示した偏差比例対応部分[0.05]の演算を実行する。そして、step184では、上記step182とstep183の結果を加算し、必要なガード処理を施して、最終的なPWMデューティ値とする。

*トされる。このような場合に、目標モータ電流と実モータ電流の偏差を積分する機能が動作していると、偏差の積分値図14中のD→Eの経路を辿ることとなる。図14中のB点においては逆起電力の影響が減り、実モータ電流が目標モータ電流に追いついていても、偏差積分は図14中のE→Fの経路を辿るので、PWMデューティは100%のままである。この結果、図14中のB-C間では実モータ電流のオーバーシュートが発生するため、操舵感が悪化する。

10 【0069】そこで、図15のフローチャートに示すような制御を実行して、必要な場合には偏差積分動作を停止する。図15のフローチャートの説明の前に、その処理に関連する説明をしておく。上記[式13]に示したモータ電流フィードバック制御器のバルス伝達関数Cd(z)は、下記[式14]に示すように変形できる。

【0070】

【数11】

※【0075】このような処理を実行することで、PWMデューティが100%に達した図14中のD点で、偏差積分を増大させる方向の積分動作が停止することとなる。そのため、偏差積分値は図14中のD→Gの経路を辿る。したがって、図14中のB点では、逆起電力の影響が減り、実モータ電流が目標モータ電流に追いつくと、偏差積分は、図14中のG→Hの経路を辿るので、PWMデューティは直ちに減少し始め、実モータ電流のオーバーシュートが発生せず、良好な操舵感が得られる。

【0076】[第4実施例]第4実施例は、上述した第2あるいは第3実施例におけるモータ電流フィードバック制御器と並行に、目標電流に基づいてモータ駆動回路36に対する指令値をフィードフォワード項として演算する、モータ電流フィードフォワード制御器を設けたものである。本第4実施例の電動パワーステアリング制御装置の制御演算ブロック(図16)及び制御演算ブロックに対応する制御フローチャート(図17)を参照して、動作説明を行う。なお、図15のフローチャートに示す演算は、所定の制御周期ごとにマイクロコンピュータ33内で実行されるものである。また、上述した第1実施例の場合の電動パワーステアリング制御装置を中心に示す車両構成(図1)及びECU30の内部構成を示す処理ブロック図(図2)は、この第2実施例の場合も同様であるので重複説明はしない。

【0077】図17のフローチャートにおけるstep210~270及びstep290は、第1実施例の場合の図4に示したstep10~70及びstep90と同じ内容である

ので説明は省略する。step280では、上述した第2実施例の場合のstep180と同様に、目標モータ電流と実モータ電流の差（電流偏差）を演算する。そして、続くstep285では、下記の【式15】に示す漸化式に従って*

$$dfb(n) = \sum_{k=1}^{n-1} a(k)d(k) + \sum_{k=2}^n b(k)e(k) \cdots \cdots \text{【式15】}$$

【0079】ここで、 $dfb(k)$ は第 k 周期のPWMデューティフィードバック値、 $e(k)$ は第 k 周期の電流偏差であり、 $a(k)$ 、 $b(k)$ は予め決められた定数である。続くstep286では、下記の【式16】に示す※

$$dff(n) = f(R \cdot I_{ref}(n)) \cdots \text{【式16】}$$

ここで、 R はDCモータの抵抗値、 $I_{ref}(n)$ は第 n 周期の目標モータ電流、 $f(\cdots)$ は、予め設定されたマップである。そして、step287では、下記の★

$$d(n) = dff(n) + dfb(n) \cdots \text{【式17】}$$

その後、上記演算によって得たPWMデューティ値 $d(n)$ に上下限リミット処理を施して、最終的なPWMデューティ値とする。step290では、その最終的なPWMデューティ値を駆動回路36に出力してモータ電流の制御を行う。

【0082】このように、本第4実施例の場合には、PWMデューティフィードバック値 $dfb(n)$ とPWMデューティフィードフォワード値 $dff(n)$ とに基づいてPWMデューティ最終値 $d(n)$ を演算し、その値に基づいてモータ電流の制御を行っているため、モータ電流の定常偏差の低減、電流立ち上がりの応答改善を図ることができ、操舵フィーリングをさらに向上させることとなる。

【0083】【その他】

(1) 上述した実施例では、電動モータ23が減速機22を介してシャフトを回転させることで補助操舵する構成を前提としたが、それ以外にも、例えばラック13を電磁力等によって直接駆動させる「ラック同軸式」の構成を前提としても同様に適用可能である。

【0084】(2) 上述した第3実施例の第1態様では、1次遅れ要素を持つ伝達関数を用いたが、1次遅れ要素に限られるものではなく、2次以上の遅れ要素を持つ伝達関数を用いても同様に実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明が適用された実施例の電動パワーステアリング制御装置を中心に示す車両構成図である。

【図2】 実施例のECUの内部構成を示す処理ブロック図である。

【図3】 第1実施例の電動パワーステアリング制御装置の制御演算ブロック図である。

【図4】 第1実施例の制御演算ブロックに対応する制御フローチャートである。

【図5】 第2実施例の電動パワーステアリング制御装置の制御演算ブロック図である。

【図6】 第2実施例の制御演算ブロックに対応する制☆50. ギヤ

*て、PWMデューティフィードバック値 $dfb(n)$ を演算する。

【0078】

【数12】

※す漸化式に従って、PWMデューティフィードフォワード値 $dff(n)$ を演算する。

【0080】

★【式17】に示すようにPWMデューティ最終値 $d(n)$ を演算する。

【0081】

☆御フローチャートである。

【図7】 図5の制御演算ブロック中の「モータ電流フィードバックループ」に相当する部分を取り出したものである。

20 【図8】 第3実施例の第1態様を示すための制御演算ブロック図である。

【図9】 第3実施例の第1態様を示すための制御演算ブロック図である。

【図10】 第3実施例の第1態様における伝達関数のボード線図である。

【図11】 第3実施例の第1態様におけるパルス伝達関数を用いてDCモータの電流 F/B 制御を行なった場合の、目標電流をステップ状に変化させた時の応答波形の説明図である。

30 【図12】 第3実施例の第2態様における伝達関数のボード線図である。

【図13】 第3実施例の第2態様におけるパルス伝達関数を用いてDCモータの電流 F/B 制御を行なった場合の、目標電流をステップ状に変化させた時の応答波形の説明図である。

【図14】 第3実施例の第2態様に関して、電動パワーステアリングにおいて急操舵をする状況で偏差積分動作を停止しない場合と停止した場合との比較等を示す説明図である。

40 【図15】 第3実施例の第2態様に関して、偏差積分動作を停止する場合の制御を示すフローチャートである。

【図16】 第4実施例の電動パワーステアリング制御装置の制御演算ブロック図である。

【図17】 第4実施例の制御演算ブロックに対応する制御フローチャートである。

【符号の説明】

11…ハンドル

12…シャフト

13…ラック

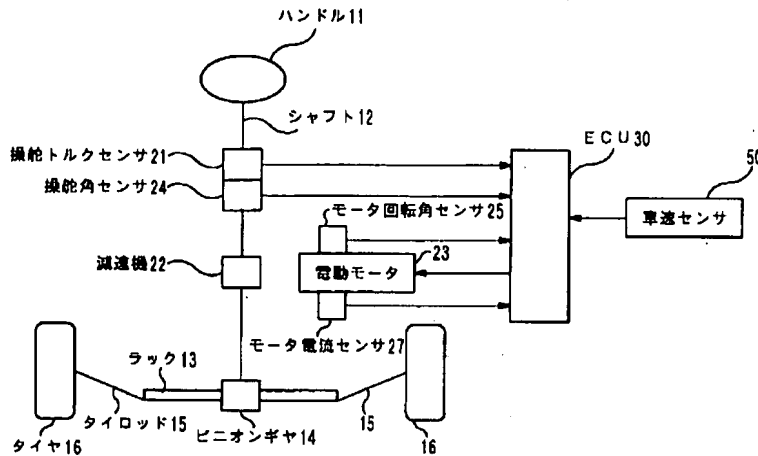
14…ピニオン

19

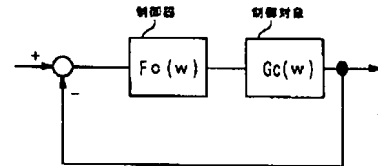
20

- | | | | |
|--------------|-----------|------------------|------------|
| 15…タイロッド | 16…タイヤ | 30…マイクロコンピュータ | 31, 32…LPF |
| 21…操舵トルクセンサ | 22…減速機 | 34…A/D変換器 | 35…CPU |
| 23…電動モータ | 24…操舵角センサ | 36…モータ駆動回路 | 37…パワー |
| 25…モータ回転角センサ | 27…モータ電 | 38, 39, 40…波形整形部 | 50…車速セン |
| 流センサ | | サ | |

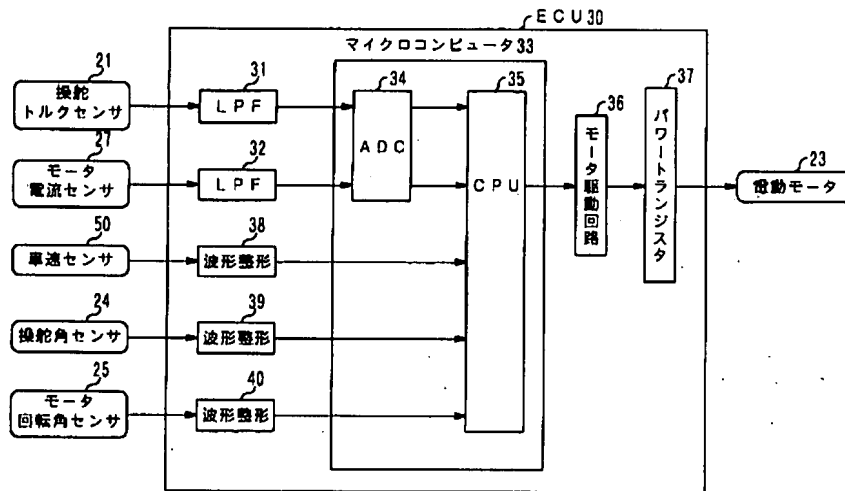
【図1】



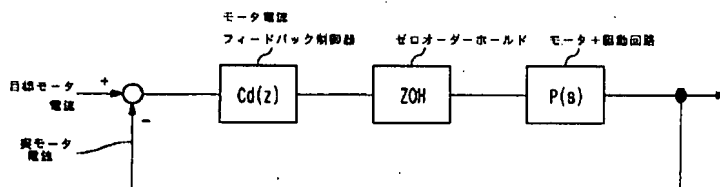
【図9】



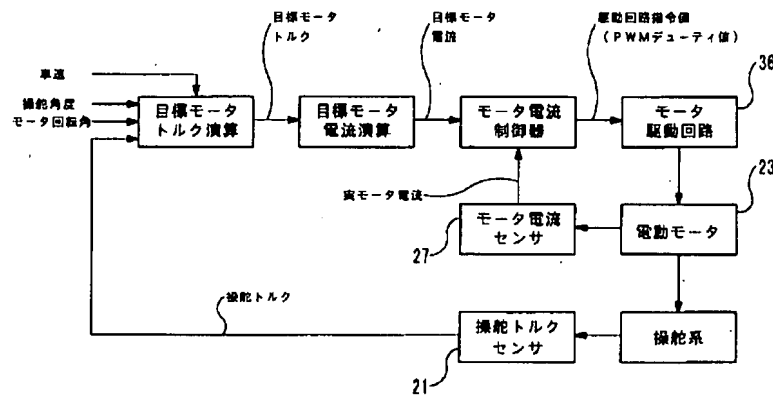
【図2】



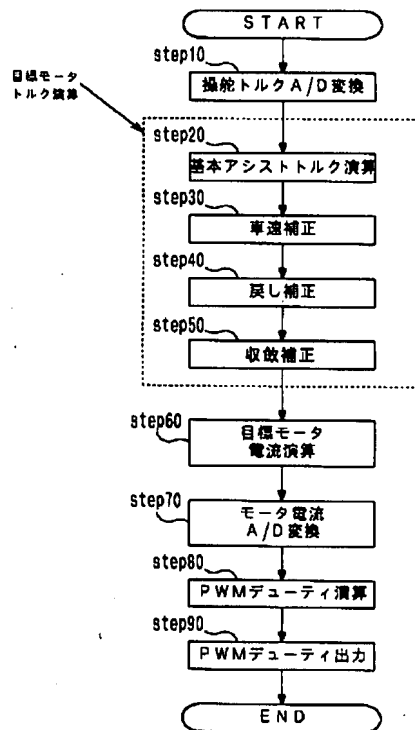
【図7】



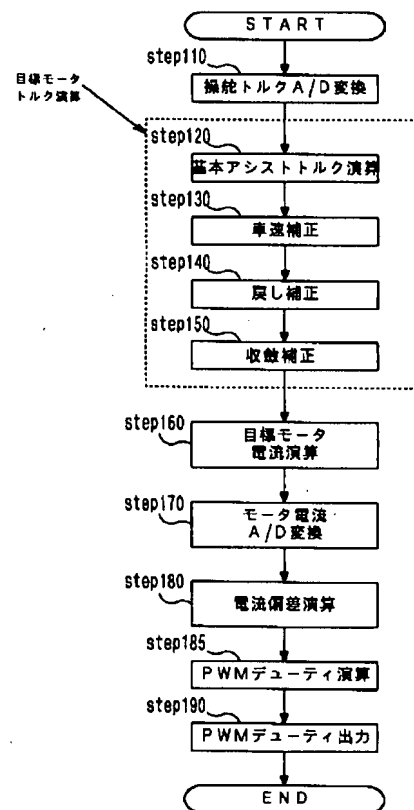
【図3】



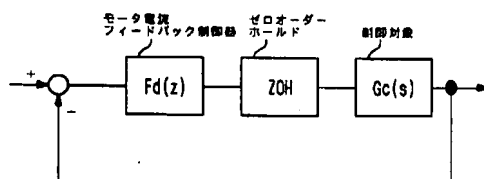
【図4】



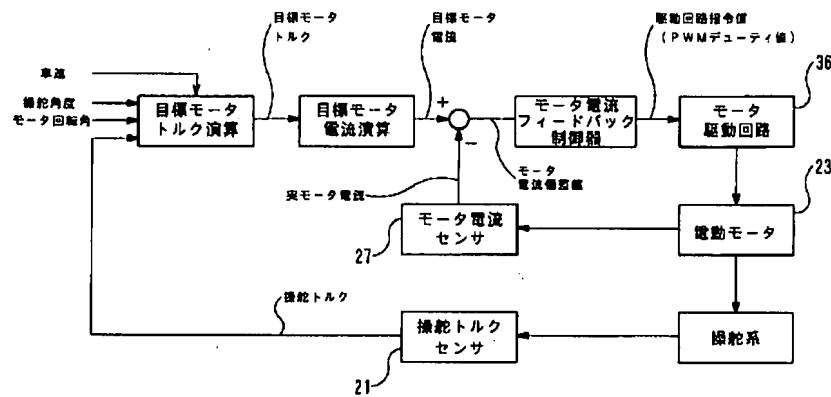
【図6】



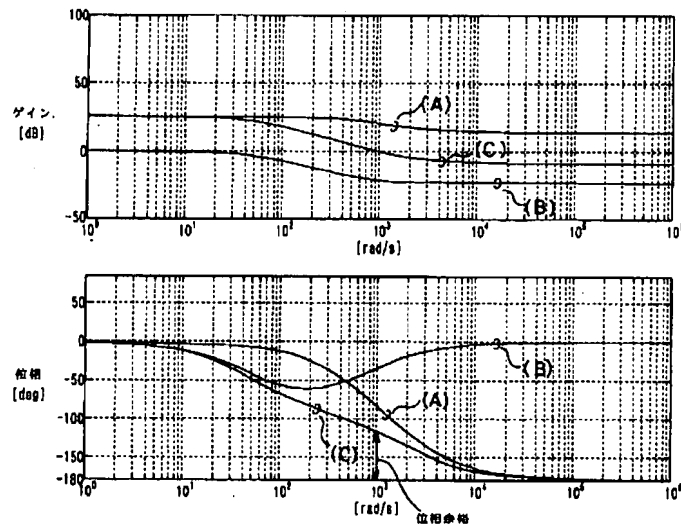
【図8】



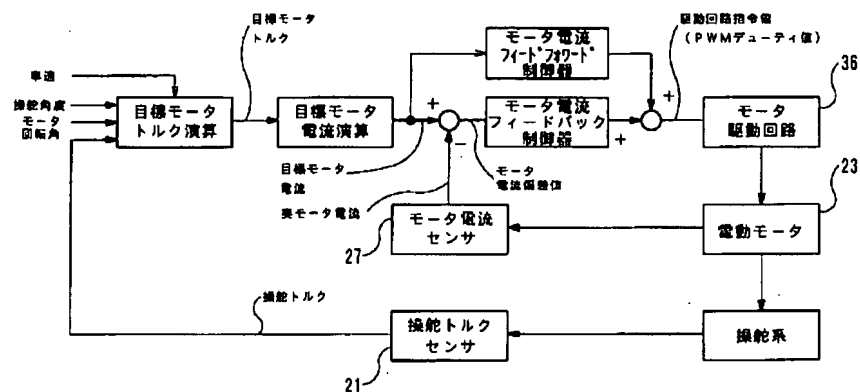
【図5】



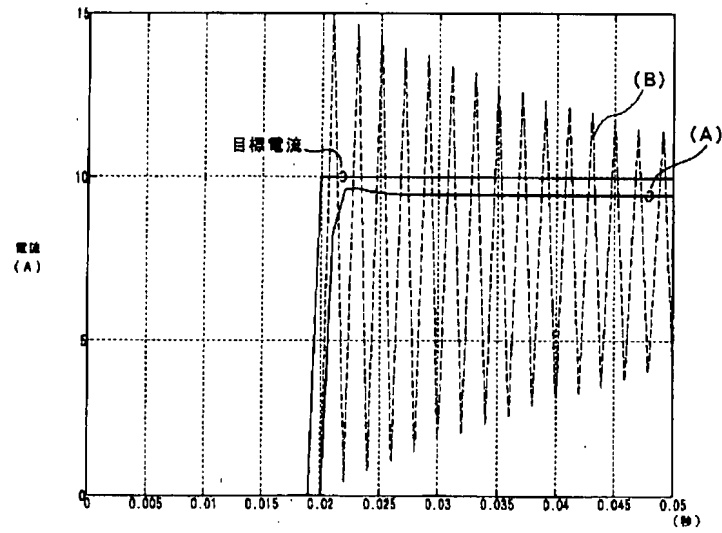
【図10】



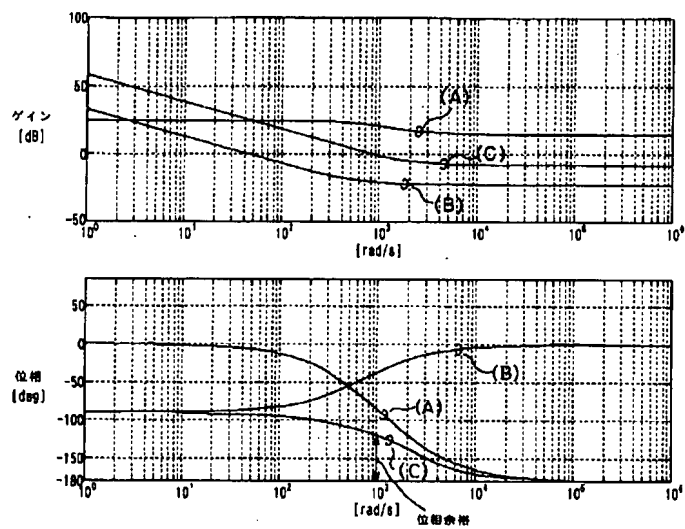
【図16】



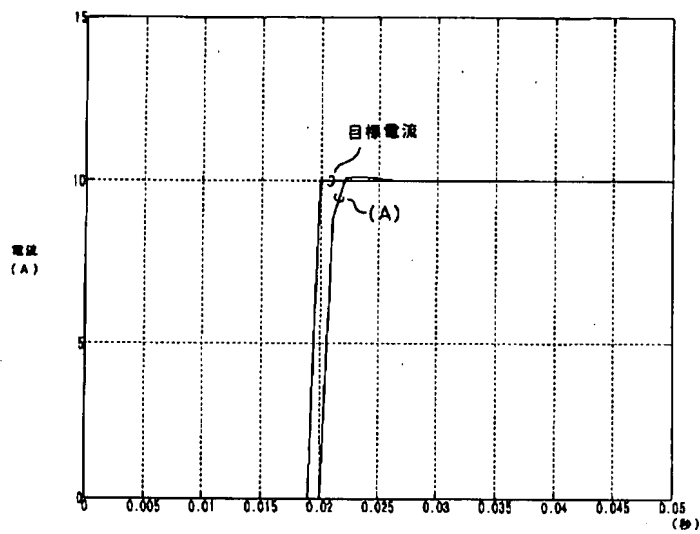
【図11】



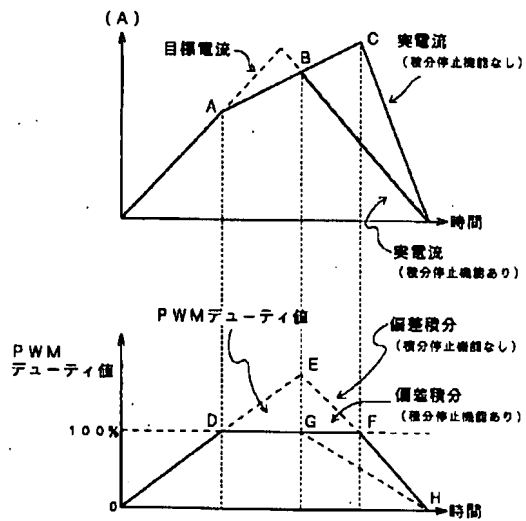
【図12】



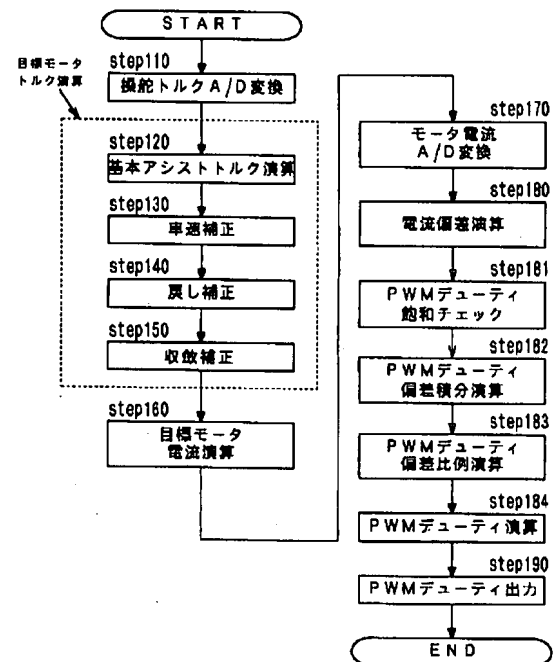
【図13】



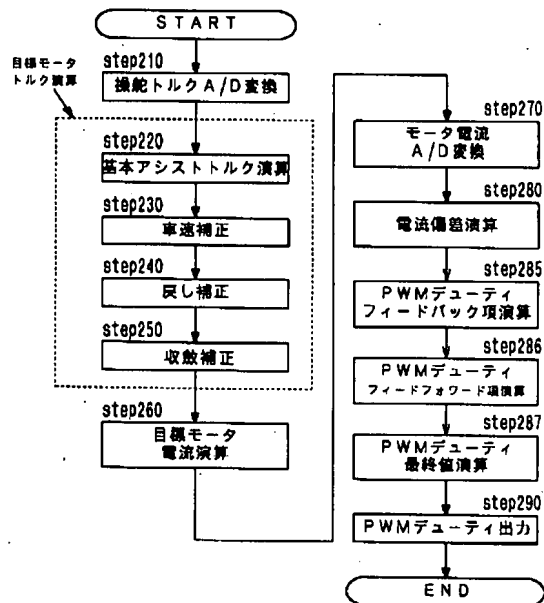
【図14】



【図15】



【図17】



フロントページの続き

(72)発明者 藤井 丈仁
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内

Fターム(参考) 3D032 CC08 CC12 CC48 DA03 DA15
DA23 DA63 DA64 DC01 DC02
DC09 DC12 DD02 DD06 DD07
DD10 DD17 DD18 EA01 EB11
EC23 GG01 GG02
3D033 CA13 CA16 CA17 CA20 CA21
CA27